



DEUTSCHES  
PATENTAMT

②1 Aktenzeichen: P 36 17 936.1  
②2 Anmeldetag: 28. 5. 86  
④3 Offenlegungstag: 3. 12. 87

Belördeneigentum

DE 3617936 A1

BEST AVAILABLE COPY

⑦1 Anmelder:  
Endress u. Hauser GmbH u. Co, 7867 Maulburg, DE

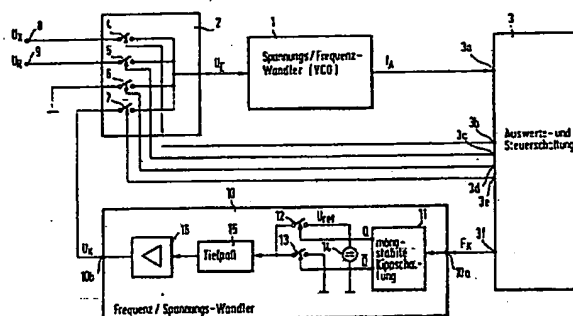
⑦4 Vertreter:  
Prinz, E., Dipl.-Ing.; Leiser, G., Dipl.-Ing.;  
Schwepfinger, K., Dipl.-Ing.; Bunke, H., Dipl.-Chem.  
Dr.rer.nat.; Degwert, H., Dipl.-Phys., Pat.-Anw., 8000  
München

⑦2 Erfinder:  
Borst, Walter, Dipl.-Ing., 7853 Steinen, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Anordnung zur digitalen Spannungsmessung

Die Anordnung zur digitalen Spannungsmessung enthält einen Spannungs/Frequenz-Wandler, an den die zu messende Spannung angelegt wird und der ein Ausgangssignal liefert, dessen Frequenz von der angelegten Spannung abhängt. Eine Auswerte- und Steuerschaltung empfängt das Ausgangssignal des Spannungs/Frequenz-Wandlers und ermittelt aus der Frequenz dieses Ausgangssignals den Meßwert der zu messenden Spannung, der in ein digitales Signal umgewandelt wird. Zur Kalibration der nichtlinearen Spannungs/Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers ist ein Frequenz/Spannungs-Wandler vorgesehen, an den durch die Auswerte- und Steuerschaltung nacheinander Signale mit unterschiedlichen, über den Meßbereich verteilten Kalibrationsfrequenzen für jeweils ein Zeitintervall angelegt werden, das wenigstens gleich seiner Einschwingzeit ist. Der Frequenz/Spannungs-Wandler gibt somit jeweils am Ende seiner Einschwingzeit an seinem Ausgang eine Kalibrationsspannung ab, die der am Eingang angelegten Kalibrationsfrequenz proportional ist. Eine von der Auswerte- und Steuerschaltung gesteuerte Umschaltanordnung legt jede Kalibrationsspannung für ein kurzes Kalibrationszeitintervall anstelle der zu messenden Spannung an den Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers an. Der Spannungs/Frequenz-Wandler liefert somit während des Kalibrationsintervalls ein Ausgangssignal, dessen Frequenz nach der nichtlinearen Spannungs/Frequenz-Kennlinie von der Kalibrationsspannung abhängt. Diese ...



DE 3617936 A1

## Patentsprüche

1. Anordnung zur digitalen Spannungsmessung mit einem Spannungs/Frequenz-Wandler, an den die zu messende Spannung angelegt wird und der ein Ausgangssignal liefert, dessen Frequenz in dem zu erfassenden Meßbereich nach der Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers von der angelegten Spannung abhängt, und mit einer Auswerte- und Steuerschaltung, die das Ausgangssignal des Spannungs/Frequenz-Wandlers empfängt und aus der Frequenz dieses Ausgangssignals den Meßwert der zu messenden Spannung ermittelt und in ein digitales Signal wandelt, dadurch gekennzeichnet, daß ein Frequenz/Spannungs-Wandler (10) vorgesehen ist, an den durch die Auswerte- und Steuerschaltung (3) nacheinander Signale mit unterschiedlichen, über den Meßbereich verteilten Kalibrationsfrequenzen ( $F_K$ ) für jeweils ein Zeitintervall angelegt werden, das wenigstens gleich der Einschwingzeit ( $T_E$ ) des Frequenz/Spannungs-Wandlers (10) ist, daß eine Umschaltanordnung (2) die nach dem Ende der Einschwingzeit ( $T_E$ ) am Ausgang des Frequenz/Spannungs-Wandlers (10) für jede Kalibrationsfrequenz ( $F_K$ ) erhaltene Kalibrationsspannung ( $U_K$ ) für ein im Verhältnis zur Einschwingzeit ( $U_K$ ) kurzes Kalibrationszeitintervall ( $T_K$ ) an den Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers (1) anlegt, und daß die Frequenz ( $f_K$ ) des während des Kalibrationszeitintervalls ( $T_K$ ) erhaltenen Ausgangssignals des Spannungs/Frequenz-Wandlers (1) in der Auswerte- und Steuerschaltung (3) zur Kalibration der Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers (1) verwendet wird.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Umschaltanordnung (2) die Ausgangsspannung des Frequenz/Spannungs-Wandlers (10) während der Einschwingzeit ( $T_E$ ) wiederholt für im Verhältnis zur Einschwingzeit ( $T_E$ ) kurze Zeitintervalle ( $T_K$ ) an den Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers (1) anlegt, daß die Auswerte- und Steuerschaltung (3) die während dieser Zeitintervalle ( $T_K$ ) gemessenen Spannungswerte speichert und mit früher gespeicherten Spannungswerten vergleicht, und daß die Auswerte- und Steuerschaltung (3) den zuletzt gemessenen Spannungswert als endgültigen Wert der Kalibrationsspannung ( $U_K$ ) akzeptiert, wenn die Abweichungen zwischen einer vorbestimmten Anzahl von in Folge gemessenen Spannungswerten unter einem vorbestimmten Grenzwert liegen.

3. Anordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Spannungs/Frequenz-Wandler (1) ein spannungsgesteuerter Oszillator ist.

4. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Frequenz/Spannungs-Wandler (10) eine monostabile Kipperschaltung (11) enthält, die durch das von der Auswerte- und Steuerschaltung (3) abgegebene Signal mit der Kalibrationsfrequenz ( $F_K$ ) periodisch ausgelöst wird und deren Haltezeit ( $T_H$ ) kleiner als die Periodendauer des Signals mit der höchsten Kalibrationsfrequenz ( $F_K$ ) ist, und daß der Frequenz/Spannungs-Wandler (10) eine Umschaltanordnung (12, 13) enthält, die durch die Ausgangssignale der monostabilen Kipperschaltung (11) so gesteuert wird,

daß sie abwechselnd zwei verschiedene Gleichspannungswerte ( $0, U_{ref}$ ) für die Dauer des einen bzw. des anderen Zustands der monostabilen Kipperschaltung (11) an den Eingang eines Tiefpaßfilters (15) anlegt.

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Anordnung zur digitalen Spannungsmessung mit einem Spannungs/Frequenz-Wandler, an den die zu messende Spannung angelegt wird und der ein Ausgangssignal liefert, dessen Frequenz in dem zu erfassenden Meßbereich nach der Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers von der angelegten Spannung abhängt, und mit einer Auswerte- und Steuerschaltung, die das Ausgangssignal des Spannungs/Frequenz-Wandlers empfängt und aus der Frequenz dieses Ausgangssignals den Meßwert der zu messenden Spannung ermittelt und in ein digitales Signal umwandelt.

In der modernen Meßtechnik werden häufig Anordnungen zur hochauflösenden und linearen Messung von Spannungen benötigt, die eine sehr geringe Stromaufnahme besitzen. Diesem Zweck dienen digitale Spannungsmeßanordnungen der zuvor angegebenen Art, die analoge Spannungswerte über eine Spannungs-Frequenz-Wandlung in binäre Zahlenwerte mit einer der geforderten Auflösung entsprechenden Bitzahl umwandeln. Die Wandlungszeiten solcher digitaler Spannungsmeßanordnungen sollen einen Bereich von mehreren 10 ms nicht überschreiten.

Ein Problem bei solchen digitalen Spannungsmeßanordnungen besteht in der Nichtlinearität der Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers. Diese Nichtlinearität hat zur Folge, daß die Frequenz des vom Spannungs/Frequenz-Wandler gelieferten Ausgangssignals nicht in einem linearen Zusammenhang mit der zu messenden Spannung steht. Darüber hinaus ist die nichtlineare Spannungs/Frequenz-Kennlinie zeitlich nicht konstant, sondern in Abhängigkeit von äußeren Einflüssen, insbesondere der Temperatur, sowie von Alterungserscheinungen veränderlich. Dies gilt besonders für spannungsgesteuerte Oszillatoren, auch VCO ("voltage controlled oscillator") genannt, die bevorzugt als Spannungs/Frequenz-Wandler verwendet werden. Für eine hochauflösende lineare Spannungsmessung ist daher eine Linearisierung erforderlich. Spannungs/Frequenz-Wandler höchster Linearität werden üblicherweise realisiert, indem man mittels eines Regelkreises, der einen Frequenz/Spannungs-Wandler und einen Regler enthält, einen weniger linearen spannungsgesteuerten Oszillator regelt. Der Nachteil solcher Schaltungen liegt entweder in der hohen Stromaufnahme (bei schnellen Wandlern) oder in der langen Einschwingzeit.

Aufgabe der Erfindung ist die Schaffung einer digitalen Spannungsmeßanordnung, die zur hochauflösenden linearen Messung von Spannungen bei gleichzeitig niedrigem Stromverbrauch und relativ hoher Geschwindigkeit geeignet ist.

Diese Aufgabe wird nach der Erfindung dadurch gelöst, daß ein Frequenz/Spannungs-Wandler vorgesehen ist, an den durch die Auswerte- und Steuerschaltung nacheinander Signale mit unterschiedlichen, über den Meßbereich verteilten Kalibrationsfrequenzen für jeweils ein Zeitintervall angelegt werden, das wenigstens gleich der Einschwingzeit des Frequenz/Spannungs-Wandlers ist, daß eine Umschaltanordnung die nach

dem Ende der Einschwingzeit am Ausgang des Frequenz/Spannungs-Wandlers für jede Kalibrationsfrequenz erhaltene Kalibrationsspannung für ein im Verhältnis zur Einschwingzeit kurzes Kalibrationsintervall an den Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers anlegt, und daß die Frequenz des während des Kalibrationszeitintervalls erhaltenen Ausgangssignals des Spannungs/Frequenz-Wandlers in der Auswerte- und Steuerschaltung zur Kalibration der Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers verwendet wird.

Bei der digitalen Spannungsmeßanordnung nach der Erfindung wird der Frequenz/Spannungs-Wandler nicht zur linearisierenden Regelung des Spannungs/Frequenz-Wandlers, sondern zu dessen Kalibration verwendet. Durch die Kalibration erhält die Auswerte- und Steuerschaltung Informationen über die Nichtlinearität der Spannungs-Frequenz-Kennlinie, die sie zur Linearisierung des digitalen Spannungsmeßwertes verwenden kann. Der Vorteil dieser Maßnahme besteht darin, daß der zur Kalibration verwendete Frequenz/Spannungs-Wandler nur für im Verhältnis zur Einschwingzeit sehr kurze Zeitintervalle mit dem zur Spannungsmessung verwendeten Spannungs/Frequenz-Wandler verbunden zu sein braucht. Der Frequenz/Spannungs-Wandler kann daher mit verhältnismäßig großer Einschwingzeit und dementsprechend geringem Stromverbrauch ausgebildet werden, ohne daß die Spannungsmessung durch die große Einschwingzeit beeinträchtigt wird.

Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen gekennzeichnet.

Weitere Merkmale und Vorteile der Erfindung ergeben sich aus der folgenden Beschreibung eines Ausführungsbeispiels anhand der Zeichnung. In der Zeichnung zeigt:

Fig. 1 das Blockschaltbild einer digitalen Spannungsmeßanordnung nach der Erfindung,

Fig. 2 die nichtlineare Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers von Fig. 1 zur Erläuterung der Kalibration,

Fig. 3 Zeitdiagramme von Signalen, die in dem Frequenz/Spannungs-Wandler von Fig. 1 vorkommen, und

Fig. 4 eine schematische Darstellung der Zeitabläufe bei der Spannungsmessung und Kalibration.

Die in Fig. 1 dargestellte digitale Spannungsmeßanordnung enthält einen Spannungs/Frequenz-Wandler 1, eine Umschaltanordnung 2, die wahlweise eine von mehreren Spannungen an den Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 anlegt, und eine Auswerte- und Steuerschaltung 3, die das Ausgangssignal des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 an einem Eingang 3a empfängt.

Die Umschaltanordnung 2 enthält bei dem dargestellten Ausführungsbeispiel vier Schalter 4, 5, 6, 7, die durch Steuersignale gesteuert werden, die von der Auswerte- und Steuerschaltung 3 an Ausgängen 3b, 3c, 3d, 3e abgegeben werden. Die Schalter 4, 5, 6, 7 sind symbolisch als mechanische Kontakte dargestellt; in Wirklichkeit handelt es sich dabei um schnelle elektronische Schalter, beispielsweise Feldeffekttransistoren. Wenn der Schalter 4 geschlossen ist, verbindet er eine Spannungs-klemme 8, an der die zu messende Spannung  $U_x$  liegt, mit dem Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1. Der Schalter 5 verbindet den Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 mit einer Spannungs-klemme 9, an der eine zur Normierung verwendete Referenzspannung  $U_R$  liegt. Beim Schließen des Schalters 6 wird die Span-

nung Null (Massepotential) zur Offsetmessung an den Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 angelegt. Die Funktion des Schalters 7 wird später erläutert.

Der Spannungs/Frequenz-Wandler 1 ist in herkömmlicher Weise so ausgebildet, daß er am Ausgang ein elektrisches Signal abgibt, dessen Frequenz  $f_A$  von der an seinen Eingang angelegten Spannung  $U_E$  abhängt. Vorzugsweise ist der Spannungs/Frequenz-Wandler 1 ein spannungsgesteuerter Oszillator, auch unter der Abkürzung VCO ("voltage controlled oscillator") bekannt. Wenn also der Schalter 4 geschlossen ist, hat das Ausgangssignal des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 eine Frequenz  $f_x$ , die ein eindeutiges Maß für den Wert der zu messenden Spannung  $U_x$  ist. Bei geschlossenem Schalter 5 nimmt das Ausgangssignal eine Frequenz  $f_R$  an, die den Wert der Referenzspannung  $U_R$  angibt. Wenn der Schalter 6 geschlossen ist, liegt am Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 der Spannungs-wert Null an, doch kann es sein, daß das Ausgangssignal eine Frequenz  $f_0$  hat, die von Null verschieden ist; diese Erscheinung wird als "Offset" bezeichnet.

Die Auswerte- und Steuerschaltung 3 ermittelt aus den an ihrem Eingang 3a erscheinenden Frequenzen digital den Wert der zu messenden Spannung  $U_x$ . Vorzugsweise ist die Auswerte- und Steuerschaltung 3 ein geeignet programmierter Mikrocomputer.

Die Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 ist gewöhnlich nichtlinear. Dies gilt insbesondere dann, wenn der Spannungs/Frequenz-Wandler 1 ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) ist. Die Ausgangsfrequenz  $f_A$  des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 ist also der Eingangsspannung  $U_E$  nicht proportional, sondern sie hängt nach der dem Spannungs/Frequenz-Wandler 1 eigenen nichtlinearen Spannungs-Frequenz-Kennlinie von der Eingangsspannung  $U_E$  ab. Fig. 2 zeigt eine solche nichtlineare Spannungs-Frequenz-Kennlinie eines Spannungs/Frequenz-Wandlers. Sie stellt die Ausgangsfrequenz  $f_A$  als Funktion der Eingangsspannung  $U_E$  dar. Wenn also die Ausgangsfrequenz bei geschlossenem Schalter 4 beispielsweise den Wert  $f_{A1}$  hat, läßt sich aus der Kennlinie entnehmen, daß die zu messende Spannung den Wert  $U_{A1}$  hat.

Die Auswerte- und Steuerschaltung 3 muß bei der Bestimmung der zu messenden Spannung  $U_x$  die Nichtlinearität der Spannungs-Frequenz-Kennlinie berücksichtigen, und zwar um so genauer, je höher die Auflösung der Messung, also die Bitzahl des digitalen Meßwerts, sein soll. Dies könnte dadurch geschehen, daß die Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 in digitalisierter Form in der Auswerte- und Steuerschaltung 3 gespeichert wird. Diese Maßnahme wäre aus mehreren Gründen nicht befriedigend. Einerseits sind die Spannungs-Frequenz-Kennlinien baugleicher spannungsgesteuerter Oszillatoren infolge von Fertigungsstreuungen nicht gleich. Die Spannungs-Frequenz-Kennlinie müßte also für jeden individuellen spannungsgesteuerten Oszillator getrennt ermittelt und abgespeichert werden, und dieser Vorgang müßte bei einem eventuellen Austausch des spannungsgesteuerten Oszillators wiederholt werden. Vor allem aber ist die Spannungs-Frequenz-Kennlinie des spannungsgesteuerten Oszillators zeitlich nicht konstant, sondern sie ändert sich durch Alterungserscheinungen sowie in Abhängigkeit von äußeren Einflüssen, insbesondere von der Temperatur. Die Spannungsmeßanordnung von Fig. 1 ist deshalb so ausgebildet, daß die Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 fortlaufend kalibriert wird, so daß die Auswerte-

und Steuerschaltung 3 ständig Informationen über den aktuellen Kennlinienverlauf erhält und bei der Ermittlung der Spannungswerte aus der Ausgangsfrequenz  $f_A$  des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 berücksichtigen kann.

Für diese Kalibrierung enthält die Spannungsmeßanordnung von Fig. 1 einen streng linearen Frequenz/Spannungs-Wandler 10, dessen Eingang 10a an einen weiteren Ausgang 3f der Auswerte- und Steuerschaltung 3 angeschlossen ist, und dessen Ausgang 10b durch den Schalter 7 der Umschaltanordnung 2 wahlweise mit dem Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 verbunden werden kann. Die Auswerte- und Steuerschaltung 3 an legt den Eingang des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10 zeitlich nacheinander verschiedene Kalibrationsfrequenzen  $F_K$  an, und der Frequenz/Spannungs-Wandler 10 gibt für jede Kalibrationsfrequenz  $F_K$  nach einer gewissen Einschwingzeit  $T_E$  am Ausgang eine Kalibrationsspannung  $U_K$  ab, die der Kalibrationsfrequenz  $F_K$  mit einem vorgegebenen Proportionalitätsfaktor streng proportional ist. Wenn der Schalter 7 geschlossen ist, liegt die jeweilige Kalibrationsspannung  $U_K$  am Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 an, und das Ausgangssignal des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 nimmt eine Frequenz  $f_K$  an, die nach der nichtlinearen Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 von der Kalibrationsspannung  $U_K$  abhängt. Die dem Eingang der Auswerte- und Steuerschaltung 3 zugeführte Frequenz  $f_K$  ist daher von der am Ausgang 3f abgegebenen Frequenz  $F_K$  verschieden, und aus der Differenz dieser beiden Frequenzen kann die Auswerte- und Steuerschaltung 3 die Abweichung der Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 vom linearen Verlauf am Kalibrationspunkt erkennen. Für jede weitere Kalibrationsfrequenz  $F_K$  wird der Vorgang an einem anderen Kalibrationspunkt der Kennlinie wiederholt, so daß der nichtlineare Verlauf der Kennlinie mit der gewünschten Genauigkeit erfaßt werden kann.

Die Kennlinienkalibration soll anhand des Diagramms von Fig. 2 näher erläutert werden. Als Beispiel ist angenommen, daß die Auswerte- und Steuerschaltung 3 nacheinander fünf Kalibrationsfrequenzen  $F_{K1}$  bis  $F_{K5}$  abgibt, für welche der Frequenz/Spannungs-Wandler 10 fünf Kalibrationsspannungen  $U_{K1}$  bis  $U_{K5}$  gemäß folgender Zuordnung abgibt:

$F_{K1} = 250 \text{ Hz:}$	$U_{K1} = 0,125 \text{ V}$
$F_{K2} = 500 \text{ Hz:}$	$U_{K2} = 0,25 \text{ V}$
$F_{K3} = 1 \text{ kHz:}$	$U_{K3} = 0,5 \text{ V}$
$F_{K4} = 2 \text{ kHz:}$	$U_{K4} = 1 \text{ V}$
$F_{K5} = 4 \text{ kHz:}$	$U_{K5} = 2 \text{ V}$

Die fünf Kalibrationsspannungen  $U_{K1}$  bis  $U_{K5}$  sind im Diagramm von Fig. 2 an der Abszisse aufgetragen, jeweils über den dazu proportionalen Kalibrationsfrequenzen  $F_{K1}$  bis  $F_{K5}$ . An der Ordinate sind die Frequenzwerte  $F_{K1}$  bis  $F_{K5}$  angegeben, welche die Ausgangsfrequenz  $f_A$  des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 für jede der Kalibrationsfrequenzen  $F_{K1}$  bis  $F_{K5}$  annimmt, wenn der Schalter 7 nach Ablauf der Einschwingzeit des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10 geschlossen ist.

Wenn bei Messung der Spannung  $U_x$  (Schalter 4 geschlossen) die Frequenz  $f_x$  gerade einem der Kalibrationspunkte entspricht, kann die Auswerte- und Steuerschaltung 3 den exakten Spannungswert bestimmen, da dieser dann genau der zu diesem Kalibrationspunkt gehörenden Kalibrationsspannung  $U_K$  entspricht. Wenn die Frequenz  $f_x$  zwischen zwei Kalibrationspunkten

liegt, wie in Fig. 2 für die Frequenz  $f_{x1}$  dargestellt ist, kann die Auswerte- und Steuerschaltung 3 den Spannungswert durch Interpolation zwischen zwei Kalibrationspunkten berechnen. Beispielsweise ergibt sich bei linearer Interpolation der linearisierte Spannungswert

$$U'_x = \frac{U_{K(n+1)} - U_{K(n)}}{F_{K(n+1)} - F_{K(n)}} \cdot (f_x - F_{K(n)}) + U_{K(n)}$$

für

$$F_{K(n+1)} > f_x \geq F_{K(n)} \\ n = 1, 2, \dots, 5$$

Diese lineare Interpolation bedeutet, daß die Kennlinie zwischen zwei Kalibrationspunkten näherungsweise durch eine Gerade ersetzt wird. Das Diagramm läßt erkennen, daß  $U_x$  keine absolute Genauigkeit besitzt, sondern um einen Interpolationsfehler  $\Delta U$  vom wirklichen Spannungswert abweicht. Der Fehler kann durch eine entsprechend große Anzahl von Kalibrationspunkten oder auch durch eine die Krümmung der Kennlinie näherungsweise berücksichtigende nichtlineare Interpolation beliebig klein gehalten werden.

Eine wesentliche Voraussetzung für die richtige Kalibration ist eine möglichst exakte Linearität des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10. Die Linearität des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10 ist bestimmend für die Linearität der ganzen Meßanordnung. In Fig. 1 ist eine mögliche Ausführungsform des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10 dargestellt, die eine sehr gute Linearität aufweist.

Bei dieser Ausführungsform enthält der Frequenz/Spannungs-Wandler 10 eine monostabile Kippschaltung 11, deren Auslöseeingang das Signal vom Ausgang 3f der Auswerte- und Steuerschaltung 3 empfängt. In diesem Fall ist das von der Auswerte- und Steuerschaltung 3 am Ausgang 3f abgegebene Signal vorzugsweise eine periodische Folge kurzer Impulse, deren Folgefrequenz die jeweilige Kalibrationsfrequenz  $F_{K1} \dots F_{K5}$  ist. Die monostabile Kippschaltung 11 wird durch jeden Impuls der Impulsfolge in den Arbeitszustand gebracht, und sie kippt nach ihrer Haltezeit  $T_H$  in den Ruhezustand zurück. Die Haltezeit  $T_H$  der monostabilen Kippschaltung 11 hat bei allen Kalibrationsfrequenzen  $F_K$  den gleichen Wert und muß kleiner sein als die Folgeperiode der Auslöseimpulse bei der höchsten Kalibrationsfrequenz  $F_K$ .

Die monostabile Kippschaltung 11 hat zwei zueinander komplementäre Ausgänge  $Q$  und  $\bar{Q}$ , an denen zwei gegenphasige Rechtecksignale erscheinen, wie in den Diagrammen von Fig. 3 dargestellt ist. Das Diagramm A zeigt die vom Ausgang 3f der Auswerte- und Steuerschaltung 3 abgegebenen Auslöseimpulse bei einer bestimmten Kalibrationsfrequenz  $F_{Ka}$ . Die Folgeperiode der Impulsfolge hat daher die Periodendauer  $P_{Ka}$ . Das Diagramm B zeigt das entsprechende Rechtecksignal am Ausgang  $Q$  der monostabilen Kippschaltung 11. Dieses Rechtecksignal hat in jeder Periode  $P_{Ka}$  während der Haltezeit  $T_H$  der monostabilen Kippschaltung 11 den Signalwert 1 und während des Restes der Periode  $P_{Ka}$  den Signalwert 0. Das Diagramm C zeigt das dazu komplementäre Rechtecksignal am Ausgang  $\bar{Q}$ . Im Diagramm E sind die Auslöseimpulse für eine andere Kalibrationsfrequenz  $F_{Kb}$  dargestellt, die den doppelten Wert der Kalibrationsfrequenz  $F_{Ka}$  hat. Die Periodendauer  $P_{Kb}$  beträgt daher die Hälfte der Periodendauer  $P_{Ka}$ . Die Diagramme F und G zeigen die entsprechen-

den Rechtecksignale an den Ausgängen  $Q$  bzw.  $\bar{Q}$  der monostabilen Kippschaltung 11. Ein Vergleich dieser Diagramme läßt erkennen, daß sich die von der monostabilen Kippschaltung 11 bei verschiedenen Kalibrationsfrequenzen  $F_K$  abgegebenen Rechtecksignale durch ihr Tastverhältnis unterscheiden.

Das vom Ausgang  $Q$  der monostabilen Kippschaltung 11 abgegebene Rechtecksignal steuert einen Schalter 12, und das vom Ausgang  $\bar{Q}$  abgegebene Rechtecksignal steuert einen Schalter 13. Diese Schalter sind symbolisch als mechanische Kontakte dargestellt, in Wirklichkeit aber schnelle elektronische Schalter, beispielsweise Feldeffekttransistoren. Jeder dieser Schaltung ist geschlossen, wenn das ihn steuernde Rechtecksignal den Signalwert 1 hat, und offen, wenn das Rechtecksignal den Signalwert 0 hat. Der Schalter 12 liegt in der Verbindung zwischen einer Referenzspannungsquelle 14 und dem Eingang eines Tiefpaßfilters 15. Der Schalter 13 verbindet den Eingang des Tiefpaßfilters 15 mit Masse. Die Referenzspannungsquelle 14 liefert eine sehr konstante Gleichspannung  $U_{ref}$ . Somit liegt am Eingang des Tiefpaßfilters 15 eine Rechteckspannung an, die abwechselnd die Spannungswerte  $U_{ref}$  und 0 hat, wie im Diagramm  $D$  von Fig. 3 für die Kalibrationsfrequenz  $F_{K_a}$  und im Diagramm  $H$  von Fig. 3 für die Kalibrationsfrequenz  $F_{K_b}$  dargestellt ist.

Am Ausgang des Tiefpaßfilters 15 erscheint eine Gleichspannung, die dem Mittelwert der am Eingang des Tiefpaßfilters angelegten Rechteckspannung entspricht, wie in den Diagrammen  $D$  und  $H$  von Fig. 3 gestrichelt dargestellt ist. Diese Gleichspannung hat bei der Kalibrationsfrequenz  $F_{K_a}$  den Wert  $U_a$  (Diagramm  $D$ ) und bei der Kalibrationsfrequenz  $F_{K_b}$  den Wert  $U_b$  (Diagramm  $H$ ). Wie aus den Diagrammen  $D$  und  $H$  unmittelbar zu entnehmen ist, ist die Gleichspannung am Ausgang des Tiefpaßfilters 15 der Kalibrationsfrequenz  $F_K$  genau proportional.

Ein dem Tiefpaßfilter nachgeschalteter Verstärker 16 bringt die Spannung auf den für die Kalibration des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 erforderlichen Wert der Kalibrationsspannung  $U_K$ .

Der auf diese Weise ausgebildete Frequenz/Spannungs-Wandler 10 ist streng linear bis besser als  $2 \cdot 10^{-6}$ . Die Referenzspannung  $U_{ref}$  im Frequenz/Spannungs-Wandler 10 muß den gleichen Bedingungen genügen wie die Nichtlinearität des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1. Insbesondere muß die Referenzspannung  $U_{ref}$  über die ganze Dauer eines Kalibrationszyklus innerhalb der ausgenützten Auflösung stabil sein. Dagegen kommt es auf die Absolutgenauigkeit des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10 nicht an. Wenn bei der Spannungsmessung Absolutgenauigkeiten benötigt werden, wird eine externe Referenzspannung verwendet.

Der wesentliche Vorteil der in Fig. 1 dargestellten Meßanordnung besteht darin, daß die Spannungsmessung durch die Einschwingzeit des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10 nicht behindert wird. Wenn sich nach dem Anlegen einer neuen Kalibrationsfrequenz  $F_K$  an den Eingang 10a des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10 die entsprechende Kalibrationsspannung  $U_K$  während der Einschwingzeit ausbildet, kann der Ausgang des Frequenz/Spannungs-Wandlers durch den Schalter 7 vom Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 abgetrennt bleiben, so daß während der ganzen Einschwingzeit die Spannungsmessung mit den früher erhaltenen Kalibrationswerten ungehindert fortgesetzt werden kann. Erst wenn die Kalibrationsspannung  $U_K$  nach dem Ablauf der Einschwingzeit ihren endgültigen

Wert erreicht hat, wird sie durch kurzzeitiges Schließen des Schalters 7 zur Kalibrierung eines Punktes der Spannungs-Frequenz-Kennlinie des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 verwertet.

Es ist daher ohne Nachteil möglich, den Frequenz/Spannungs-Wandler mit einer verhältnismäßig großen Einschwingzeit und dementsprechend sehr geringer Stromaufnahme auszubilden. Beispielsweise kann die Einschwingzeit des Frequenz/Spannungs-Wandlers in der Größenordnung von 2 s liegen, so daß ein vollständiger Kalibrationszyklus für alle fünf Kalibrationsfrequenzen  $F_{K_1}$  bis  $F_{K_5}$  etwa 10 s dauert. Eine solche Dauer des Kalibrationszyklus ist ohne weiteres akzeptabel, da sich die Umgebungstemperatur und demzufolge auch die temperaturbedingte Nichtlinearität der Spannungs-Frequenz-Kennlinie in dieser Zeit nicht merklich ändert. Andere Einflüsse auf die Spannungs-Frequenz-Kennlinie, wie Alterungserscheinungen, ändern sich noch langsamer.

Während es grundsätzlich möglich ist, den Schalter 7 nur jeweils am Ende der Einschwingzeit zur Abtastung der endgültigen Kalibrationsspannung  $U_K$  zu schließen, besteht ein bevorzugtes Verfahren zum Betrieb der Spannungsmeßanordnung darin, daß der Schalter 7 bereits während der Einschwingzeit wiederholt kurzzeitig geschlossen wird, damit die Auswerte- und Steuerschaltung durch Vergleich der nacheinander abgetasteten Werte der Ausgangsspannung des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10 feststellen kann, ob die Kalibrationsspannung  $U_K$  ihren endgültigen Wert erreicht hat. Ein vollständiger Kalibrationszyklus kann dann beispielsweise so ablaufen, wie in den Diagrammen von Fig. 4 dargestellt ist.

Das Diagramm A von Fig. 4 zeigt schematisch die zeitliche Aufeinanderfolge der Spannungen  $U_n$ ,  $U_R$ ,  $U_0$ ,  $U_K$ , die durch Schließen der Schalter 4 bis 7 an den Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 1 angelegt werden. Die Dauer des Zeitintervalls  $T_C$  für die jede Spannung an den Spannungs/Frequenz-Wandler angelegt werden muß, ist insbesondere durch die Zeitdauer bedingt, die die Auswerte- und Steuerschaltung 3 benötigt, um die Frequenz  $f_A$  des Ausgangssignals des Spannungs/Frequenz-Wandlers in ein Binärsignal mit der geforderten Auflösung entsprechenden Bitzahl umzuwandeln. So hat das Zeitintervall  $T_C$  beispielsweise für eine 13-Bit-Wandlung eine Dauer von etwa 30 ms und für eine 15-Bit-Wandlung eine Dauer von 90 ms. Diese Dauer ist in jedem Fall sehr klein gegen die Einschwingzeit  $T_E$  des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10, die beispielsweise 2 s beträgt.

In gewissen Zeitabständen wird anstelle der Nullspannung  $U_0$  die Kalibrationsspannung  $U_K$  für ein kurzes Kalibrationszeitintervall  $T_K$  an den Eingang des Spannungs/Frequenz-Wandlers 10 angelegt. Das Kalibrationszeitintervall  $T_K$  hat vorzugsweise die gleiche Dauer wie das Zeitintervall  $T_C$  und ist auf jeden Fall sehr kurz im Vergleich zur Einschwingzeit  $T_E$  des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10. Die Auswerte- und Steuerschaltung speichert den im Kalibrationszeitintervall  $T_K$  gemessenen Wert der Kalibrationsspannung  $U_K$  und vergleicht ihn mit einem oder mehreren zuvor gemessenen und gespeicherten Werten dieser Spannung. Wenn eine bestimmte Anzahl von in Folge gemessenen digitalen Werten der Kalibrationsspannung  $U_K$  um weniger als das kleinste Bit der ausgenützten Auflösung voneinander abweicht, wird angenommen, daß die Kalibrationsspannung  $U_K$  ihren endgültigen Wert für die angelegte Kalibrationsfrequenz  $F_K$  erreicht hat. Dann wird

der Frequenzwert  $f_K$ , den der Spannungs/Frequenz-Wandler 1 für diesen Spannungswert liefert, in der Auswerte- und Steuerschaltung 3 gespeichert und die nächste Kalibrationsfrequenz  $F_K$  an den Eingang des Frequenz/Spannungs-Wandlers 10 angelegt. Der vollständige Kalibrationszyklus hat somit den im Diagramm B von Fig. 4 dargestellten zeitlichen Verlauf, wobei der Zeitmaßstab des Diagramms B wesentlich kleiner als der Zeitmaßstab des Diagramms A ist. Jede Kalibrationsfrequenz  $F_{K1} \dots F_{K5}$  liegt für die Dauer der Einschwingzeit  $T_E$  von etwa 2 s am Frequenz/Spannungs-Wandler 10 an. Der vollständige Kalibrationszyklus hat daher für fünf Kalibrationsfrequenzen eine Zyklusdauer  $T_Z$  von etwa 10 s.

15

20

25

30

35

40

45

50

55

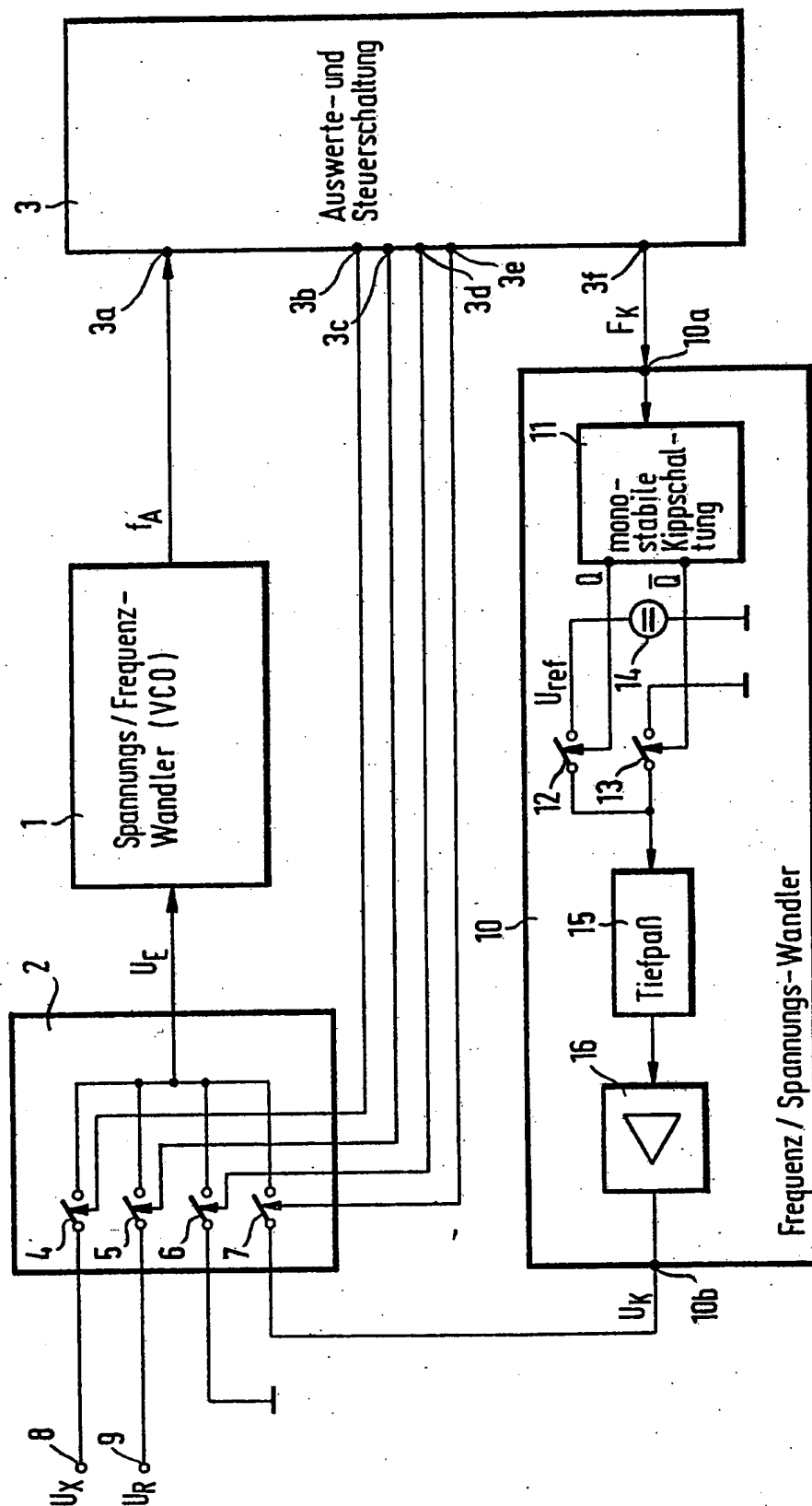
60

65

- Leerseite -

---

FIG. 1





3617936

FIG. 2

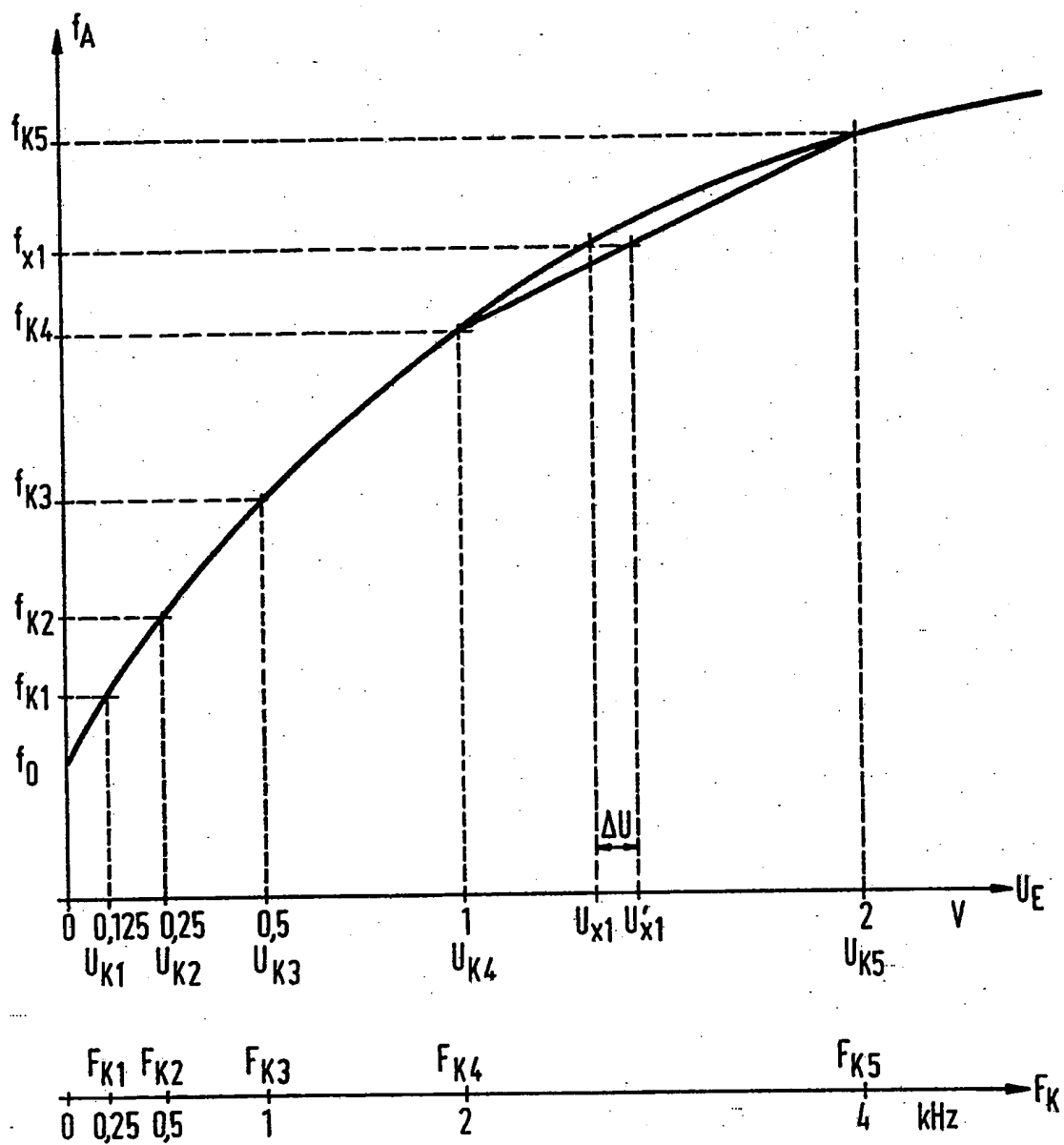


FIG. 3

3/3

3617936

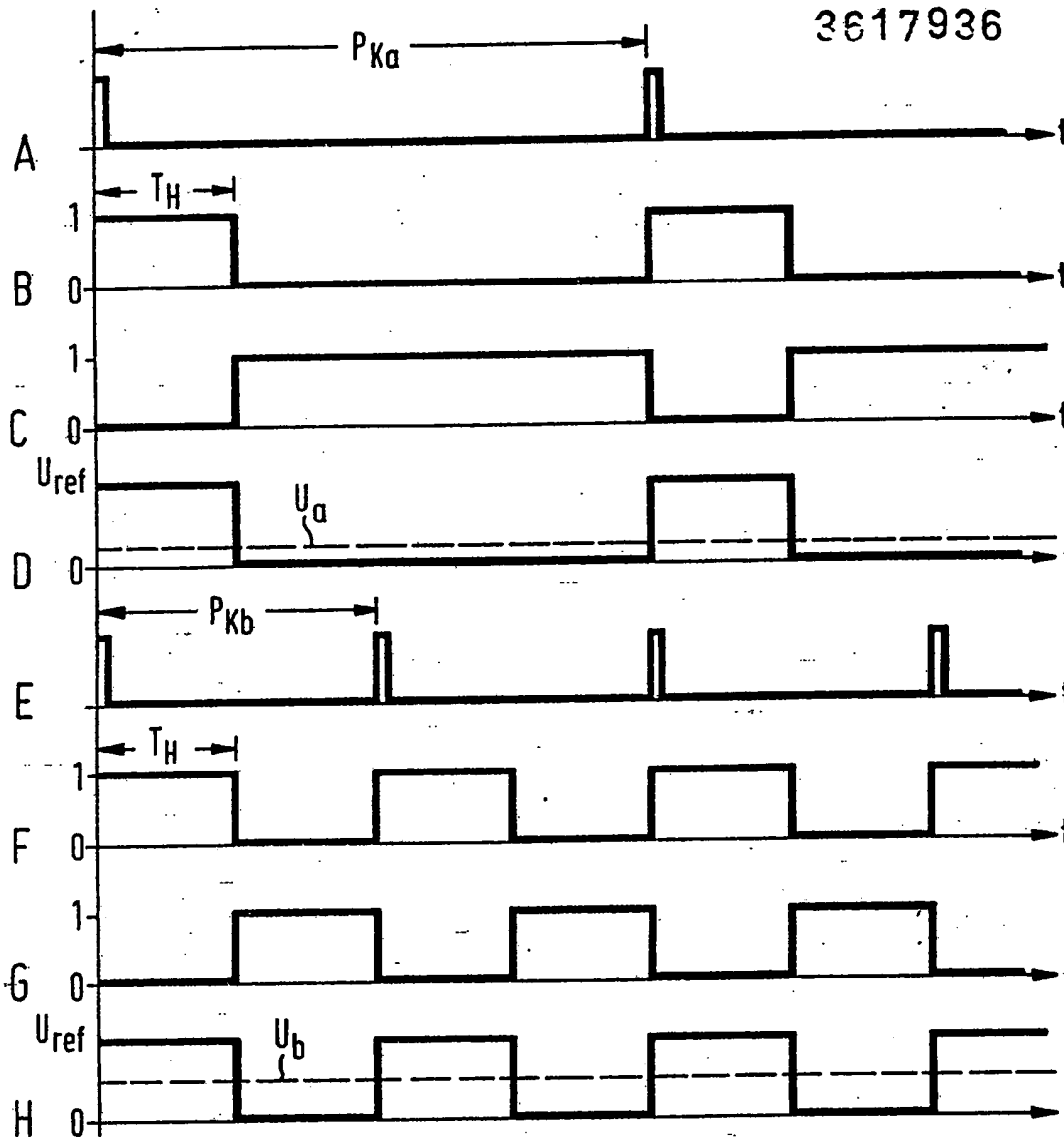
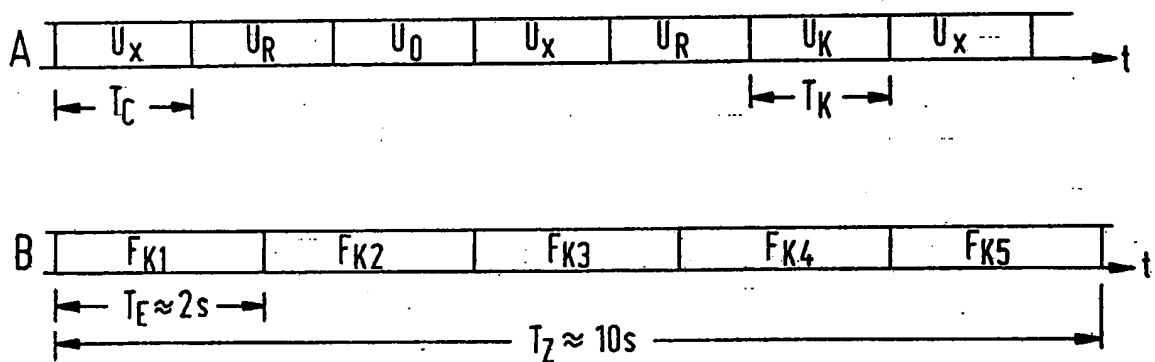


FIG. 4



**TRANSLATION INTO ENGLISH OF:****Offenlegungsschrift DE 36 17 936 A1**

Date of filing : May 28, 1986

Applicant : Endress u. Hauser GmbH &amp; Co., 7867 Maulburg, DE

**54 Digital Voltage Measurement Arrangement**

The digital voltage measurement arrangement includes a voltage-to-frequency converter to which the voltage to be measured is applied and which provides an output signal whose frequency depends on the applied voltage. An evaluation and control circuit receives the output signal of the voltage-to-frequency converter and determines from the frequency of said output signal the value of the voltage to be measured which is converted into a digital signal. For calibration of the non-linear voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter a frequency-to-voltage converter is provided to which, through the evaluation and control circuit, signals having different calibration frequencies distributed over the measurement range, are successively applied for one time interval each, which is at least equal to the transient oscillation period thereof. Hence, the frequency-to-voltage converter at the end of its transient oscillation period respectively outputs on the output thereof a calibration voltage which is proportional to the calibration frequency applied to the input. A change-over arrangement controlled by the evaluation and control circuit applies each calibration voltage instead of the voltage to be measured to the input of the frequency-to-voltage converter for a short calibration time interval. Hence, the voltage-to-frequency converter provides an output signal during the calibration interval whose frequency according to the non-linear voltage frequency characteristic depends on the calibration voltage.

---

## Description

The invention relates to a digital voltage measurement arrangement including a voltage-to-frequency converter to which the voltage to be measured is applied and which provides an output signal whose frequency in the measurement range to be detected according to the voltage-frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter depends on the applied voltage, and including an evaluation and control circuit to receive the output signal of the voltage-to-frequency converter and determine from the frequency of said output signal the value of the voltage to be measured and convert into a digital signal.

Arrangements for high resolution and linear measurement, which have very low current consumption, are frequently required in modern metrology. Digital voltage measurement arrangements of the type described serve this purpose by which analogous voltage values, through voltage-to-frequency conversion, are converted into binary values having a byte number corresponding to the required resolution. Conversion periods of such digital voltage measurement arrangements are meant to not exceed a range of several 10 ms.

A problem in such digital voltage measurement arrangements resides in the non-linearity of the voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter. As a result of non-linearity, the frequency of the output signal provided by the voltage-to-frequency converter is not in linear correlation with the voltage to be measured. Moreover, the non-linear voltage frequency characteristic is not constant in time but is variable in dependence upon external influences, in particular, temperature as well as ageing phenomena. This is particularly true for voltage controlled oscillators also referred to as VCO ("voltage controlled oscillator"), which are preferably employed as voltage-to-frequency converters. High-resolution linear voltage measurement therefore requires linearization. Voltage-to-frequency converters of highest linearization are normally realized by regulating through a regulating circuit, which contains a frequency-to-voltage converter and a regulator, a less linear voltage controlled oscillator. The disadvantage of such circuits is seen in either high current consumption (in fast converters) or long transient oscillation period.

It is an object of the invention to provide a digital voltage measurement arrangement which is suitable for high-resolution linear measurement of voltages at simultaneous low current consumption and relatively high speed.

This object is solved according to the invention in that a frequency-to-voltage converter is provided to which, through the evaluation and control circuit, signals having different calibration frequencies distributed over the measurement range, are successively applied for one time interval each, which is at least equal to the transient oscillation period of the frequency-to-voltage converter, in that a change-over arrangement which, after the end of the transient oscillation period on the output of the frequency-to-voltage converter applies to the input of the voltage-to-frequency converter calibration voltage received for each calibration frequency for a calibration time interval which is short in comparison with the transient oscillation period, and in that the frequency of the output signal of the voltage-to-frequency converter obtained during the calibration time interval is used in the evaluation and control circuit for calibration of the voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter.

In the digital voltage measurement arrangement according to the invention the frequency-to-voltage converter is not used for linearizing regulation of the voltage-to-frequency converter but for calibration thereof. By calibration, the evaluation and control circuit receives information about the non-linearity of the voltage frequency characteristic which may be used for linearization of the measured digital voltage. The advantage of such measure resides in that the frequency-to-voltage converter used for calibration requires to be connected to the voltage-to-frequency converter used for voltage measurement only for time intervals which are very short in comparison with the transient oscillation period. It is therefore possible to design the frequency-to-voltage converter so as to have a relatively long transient oscillation period and correspondingly low current consumption without voltage measurement being impaired by the long transient oscillation period.

Advantageous designs and developments of the invention are characterized in the sub-claims.

Further features and advantages of the invention are evident from the following description of one embodiment on the basis of the drawing. In the drawing

**Fig. 1** shows the block diagram of a digital voltage measurement arrangement according to the invention,

**Fig. 2** shows the non-linear voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter according to **Fig. 1** for the explanation of the calibration,

**Fig. 3** shows time diagrams of signals present in the frequency-to-voltage converter described in **Fig. 1**, and

**Fig. 4** is a schematic illustration of the time lapse in voltage measurement and calibration.

The digital voltage measurement arrangement shown in **Fig. 1** includes a voltage-to-frequency converter 1, a change-over arrangement 2 to optionally apply one of a plurality of voltages to the input of the voltage-to-frequency converter 1, and an evaluation and control circuit 3 to receive the output signal of the voltage-to-frequency converter 1 on an input 3a.

In the illustrated embodiment the change-over arrangement 2 contains four switches 4,5,6,7 controlled by control signals provided by the evaluation and control circuit 3 on outputs 3b, 3c, 3d, 3e. Switches 4,5,6,7 are symbolically illustrated as mechanical contacts; in reality, these switches are fast electronic switches, for example, field effect transistors. Once switch 4 is closed, it connects a voltage terminal 8 with voltage  $U_x$  to be measured to the input of the voltage-to-frequency converter 1. Switch 5 connects the input of the voltage-to-frequency converter 1 to a voltage terminal 9 with a reference voltage  $U_R$  used for scaling. On closing switch 6, the voltage zero (ground potential) is applied to the input of the voltage-to-frequency converter 1 for offset measurement. The function of switch 7 will be explained later.

The voltage-to-frequency converter 1 is conventionally configured to provide an electric signal on the output, the frequency  $f_A$  of which depends on the voltage  $U_E$  applied to the input thereof. Preferably, the voltage-to-frequency converter 1 is a voltage controlled oscillator also known in the abbreviated form, VCO ("voltage controlled oscillator"). Hence, if switch 4 is closed, the output signal of the voltage-to-frequency converter 1 has a frequency  $f_x$  which is a clear measure for the value of the voltage  $U_x$  to be measured. In a closed switch 5, the output signal assumes a frequency  $f_R$  which indicates the value of the reference voltage  $U_R$ . In a closed switch 6, the value of the voltage on the input of the voltage-to-frequency converter 1 is zero, but it is possible that

the output signal has a frequency  $f_0$  which is different from zero; this phenomenon is referred to as "offset".

The evaluation and control circuit 3 digitally determines the value of the voltage  $U_x$  to be measured from the frequencies appearing on the input 3a thereof. Preferably, the evaluation and control circuit 3 is a suitably programmed microcomputer.

The voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter 1 normally is not linear. This is particularly true in cases where the voltage-to-frequency converter 1 is a voltage controlled oscillator (VCO). Hence, the output frequency  $f_A$  of the voltage-to-frequency converter 1 is not proportional to the input voltage  $U_E$ , but it depends on the input voltage  $U_E$  according to the non-linear voltage frequency characteristic typical of the voltage-to-frequency converter 1. Fig. 2 shows such a non-linear voltage frequency characteristic of a voltage-to-frequency converter. It illustrates the output frequency  $f_A$  as a function of the input voltage  $U_E$ . If the output frequency in a closed switch 4, for example, has the value  $f_{x1}$ , it can be inferred from the characteristic that the voltage to be measured has the value  $U_{x1}$ .

When the voltage  $U_x$  to be measured is determined, the non-linearity of the voltage frequency characteristic has to be taken into account by the evaluation and control circuit 3 and, to be precise, the more accurately the higher the resolution of the measurement i.e. the number of bytes of the digital measurement value is meant to be. This could be attained by storing the voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter 1 in digitized form in the evaluation and control circuit 3. This measure would be unsatisfactory for several reasons. On the one hand, the voltage frequency characteristics of voltage controlled oscillators which are equal in construction are not the same due to fabrication spreads. The voltage frequency characteristic would have to be separately determined and stored, therefore, for each individual voltage controlled oscillator, and this process would have to be repeated in case of replacement of the voltage controlled oscillator, which might occur. Above all, however, the voltage frequency characteristic of the voltage controlled oscillator is not constant in time but it varies due to ageing phenomena as well as in dependence upon external influences, in particular, in dependence upon temperature. The voltage measurement arrangement of Fig. 1, therefore, is configured to continuously calibrate the voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter 1, so that the evaluation and control circuit 3 permanently gets information about the actual course of the characteristic and is

allowed to take the information into account in the determination of the voltage from the output frequency  $f_A$  of the voltage-to-frequency converter 1.

For such calibration the voltage measurement arrangement of Fig. 1 contains a strictly linear frequency-to-voltage converter 10, the input 10a of which is connected to a further output 3f of the evaluation and control circuit 3, and the output 10b of which may be optionally connected to the input of the voltage-to-frequency converter 1 through switch 7 of change-over arrangement 2. Different calibration frequencies  $F_K$  are applied successively in time to the input of the frequency-to-voltage converter 10 by the evaluation and control circuit 3, and for each calibration frequency  $F_K$ , after a certain transient oscillation period  $T_E$ , the frequency-to-voltage converter 10 outputs on the output a calibration voltage  $U_K$  which is strictly proportional to the calibration frequency  $F_K$  at a given proportionality factor. If switch 7 is closed, the respective calibration voltage  $U_K$  is applied on the input of the voltage-to-frequency converter 1 and the output signal of the voltage-to-frequency converter 1 assumes a frequency  $f_K$ , which depends on the calibration voltage  $U_K$  according to the non-linear characteristic of the voltage-to-frequency converter 1. The frequency  $f_K$  supplied to the input of the evaluation and control circuit 3, therefore, is different from the frequency  $F_K$  outputted on the output 3f and the evaluation and control circuit 3 may infer from the difference between these two frequencies the deviation of the characteristic of the voltage-to-frequency converter 1 from the linear course at the calibration point. For each further calibration frequency  $F_K$ , the process is repeated at another calibration point of the characteristic, so that the non-linear course of the characteristic can be detected with the desired accuracy.

The characteristic calibration is intended to be explained in more detail on the basis of the diagram of Fig. 2. It is assumed as an example, that the evaluation and control circuit 3 successively provides five calibration frequencies  $F_{K1}$  to  $F_{K5}$  for which the frequency-to-voltage converter 10 provides five calibration voltages  $U_{K1}$  to  $U_{K5}$  according to the following table:

$F_{K1} = 250 \text{ Hz:}$	$U_{K1} = 0,125 \text{ V}$
$F_{K2} = 500 \text{ Hz:}$	$U_{K2} = 0,25 \text{ V}$
$F_{K3} = 1 \text{ kHz:}$	$U_{K3} = 0,5 \text{ V}$
$F_{K4} = 2 \text{ kHz:}$	$U_{K4} = 1 \text{ V}$
$F_{K5} = 4 \text{ kHz:}$	$U_{K5} = 2 \text{ V}$



The five calibration voltages  $U_{K1}$  to  $U_{K5}$  in the diagram of Fig. 2 are respectively entered on the abscissa above the calibration frequencies  $F_{K1}$  to  $F_{K5}$  which are proportional thereto. The ordinate shows the frequency values  $F_{K1}$  to  $F_{K5}$  which are assumed by the output frequency  $f_A$  of the voltage-to-frequency converter 1 for each of the calibration frequencies  $F_{K1}$  to  $F_{K5}$ , when switch 7 is closed after the transient oscillation period of the frequency-to-voltage converter 10 has expired.

If, in the measurement of voltage  $U_x$  (switch 4 is closed), frequency  $f_x$  precisely corresponds to one of the calibration points, the evaluation and control circuit 3 is allowed to determine the exact voltage, since the latter then precisely corresponds to the calibration voltage  $U_K$  associated with said calibration point. If frequency  $f_x$  is between two calibration points, as is shown for frequency  $f_{x1}$  in Fig. 2, the evaluation and control circuit 3 may calculate the voltage by interpolation between two calibration points. In linear interpolation, for example, the linearized voltage

$$U'_x = \frac{U_{K(n+1)} - U_{K(n)}}{F_{K(n+1)} - F_{K(n)}} \cdot (f_x - F_{K(n)}) + U_{K(n)}$$

results for

$$F_{K(n+1)} > f_x \geq F_{K(n)} \\ n = 1, 2, \dots, 5$$

This linear interpolation means that the characteristic between two calibration points is approximately replaced by a straight line. It is evident from the diagram that  $U_x$  has no absolute accuracy but deviates from the actual voltage by an interpolation error  $\Delta U$ . The error may be kept as small as is desired by a correspondingly great number of calibration points or also by a non-linear interpolation approximately considering the curvature of the characteristic.

An essential prerequisite for the correct calibration is a linearity of the frequency-to-voltage converter 10 which is as exact as possible. The linearity of the frequency voltage converter 10 is decisive for the linearity of the whole measurement arrangement. Fig. 1 shows a possible embodiment of the frequency-to-voltage converter 10 which has a very good linearity.

In this embodiment the frequency-to-voltage converter 10 contains a monostable circuit 11, the trigger input of which receives the signal from the output  $3f$  of the evaluation and control circuit 3. In this case the signal outputted by the evaluation and control circuit 3 on the output  $3f$ , preferably is a periodical sequence of short pulses whose sequence reference is the respective calibration frequency  $F_{K1} - F_{K5}$ . The monostable circuit 11 is caused to reach the working position by each pulse of the sequence of pulses and it flips back to the rest position after the hold time  $T_H$  thereof. The value of the hold time  $T_H$  of the monostable circuit 11 is the same in all calibration frequencies  $F_K$  and must be smaller than the period following the trigger pulses in the highest calibration frequency  $F_K$ .

The monostable circuit 11 has two complementary outputs  $Q$  and  $Q^-$  on which two square wave signals in antiphase appear as is shown in the diagrams of Fig. 3. Diagram A shows the trigger pulses outputted from output  $3f$  of the evaluation and control circuit 3 in a predetermined calibration frequency  $F_{Ka}$ . The sequence period of the sequence of pulses therefore has the period duration  $P_{Ka}$ . Diagram B shows the corresponding square wave signal on the output  $Q$  of the monostable circuit 11. In every period  $P_{Ka}$  during hold time  $T_H$  of the monostable circuit 11, the signal value of said square wave signal is 1 and, during the rest of the period  $P_{Ka}$ , the signal value is 0. Diagram C shows the complementary square wave signal on output  $Q^-$ . In diagram E the trigger pulses for another calibration frequency  $F_{Kb}$  are shown, which is double the value of calibration frequency  $F_{Ka}$ . Therefore, the period duration  $P_{Kb}$  is half the period duration  $P_{Ka}$ . Diagrams F and G show the corresponding square wave signals on the outputs  $Q$  and  $Q^-$  of the monostable circuit 11. It is evident from a comparison of these diagrams that the square wave signals outputted by the monostable circuit 11 in different calibration frequencies  $F_K$  differ in the pulse duty factor thereof.

The square wave signal outputted from the output  $Q$  of the monostable circuit 11 controls a switch 12 and the square wave signal outputted from output  $Q^-$  controls the switch 13. These switches are symbolically shown as mechanical contacts, in reality, however, these switches are fast electronic switches, for example, field effect transistors. Each of said switches is closed, when the square wave signal controlling the switch has the value 1 and open, when the square wave signal has the signal value 0. Switch 12 lies in the connection between a reference voltage source 14 and the input of a lowpass filter 15. Switch 13 connects the input of the lowpass filter 15 to ground. Reference voltage source 14 provides a very constant DC voltage  $U_{ref}$ . Hence, there is a square wave

voltage on the input of the lowpass filter 15 alternately having voltage values  $U_{ref}$  and 0 as shown for calibration frequency  $F_{Ka}$  in diagram  $D$  of Fig. 3, and for calibration frequency  $F_{Kb}$  in diagram  $H$  of Fig. 3.

A DC voltage appears on the output of the lowpass filter 15 which corresponds to the average value of the square wave voltage applied to the input of the lowpass filter as shown in diagrams  $F$  and  $H$  of Fig. 3 by a broken line. In calibration frequency  $F_{Ka}$  said DC voltage has the value  $U_a$  (diagram  $D$ ) and in calibration frequency  $F_{Kb}$ , the value  $U_b$  (diagram  $H$ ). As may be directly inferred from diagrams  $D$  and  $H$ , the DC voltage on the output of the lowpass filter 15 is precisely proportional to the calibration frequency  $F_K$ .

An amplifier 16 located downstream of the lowpass filter causes the voltage to assume the value of the calibration voltage  $U_k$  required for the calibration of the voltage-to-frequency converter 1.

The so designed frequency-to-voltage converter 10 is strictly linear to better than  $2^{-16}$ . The reference voltage  $U_{ref}$  in the frequency voltage converter 10 has to comply with the same requirements as the non-linearity of the voltage-to-frequency converter 1. In particular, the reference voltage  $U_{ref}$  has to be stable within the employed resolution over the entire duration of a calibration cycle. On the other hand, the accuracy of the frequency-to-voltage converter 10 is not important. If absolute accuracies are required in voltage measurement, an external reference voltage will be employed.

The essential advantage of the measurement arrangement shown in Fig. 1 is seen in that voltage measurement is not impeded by the transient oscillation period of the frequency-to-voltage converter 10. When, after a new calibration frequency  $F_K$  has been applied to the input 10a of the frequency-to-voltage converter 10, the corresponding calibration voltage  $U_K$  forms during the transient oscillation period, the output of the frequency-to-voltage converter may remain separated from the input of the voltage-to-frequency converter 1 by switch 7, so that during the entire transient oscillation period voltage measurement may be continued unimpeded with the calibration values formerly obtained. Once the calibration voltage  $U_K$  has attained its final value, when the transient oscillation period has expired, it will be used for calibration of a point of the voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter 1 by closing switch 7 for a short time.

Therefore, it is possible without any disadvantage whatsoever to form the frequency-to-voltage converter with a relatively long transient oscillation period and correspondingly very low current consumption. For example, the transient oscillation period of the frequency-to-voltage converter may lie in the order of 2 s, so that a complete calibration cycle for all five calibration frequencies  $F_{K1}$  to  $F_{K5}$  lasts about 10 s. Such calibration cycle duration is acceptable, since the ambient temperature and thus also the non-linearity of the voltage frequency characteristic caused by temperature does not remarkably vary during this time. Other influences on the voltage frequency characteristic, such as ageing phenomena, vary even more slowly.

While it is basically possible to close switch 7 only at the end of each transient oscillation period for sampling the final calibration voltage  $U_K$ , a preferred method for operating the voltage measurement arrangement exists in that switch 7 is closed repeatedly for a short time already during the transient oscillation period so as to allow the evaluation and control circuit by comparison of the sequentially sampled values of the output voltage of the frequency-to-voltage converter 10 to determine whether calibration voltage  $U_K$  has attained its final value. A complete calibration cycle, for example, may then run as shown in the diagrams of Fig. 4.

Diagram A of Fig. 4 shows schematically the sequence in time of voltages  $U_x$ ,  $U_R$ ,  $U_0$ ,  $U_K$  which are applied to the input of the voltage-to-frequency converter 1 by closing switches 4 to 7. The duration of the time interval  $T_C$  for which each voltage has to be applied to the voltage-to-frequency converter, is particularly due to the time period the evaluation and control circuit 3 requires for converting the frequency  $f_A$  of the output signal of the voltage-to-frequency converter into a binary signal having the byte number which corresponds to the required resolution. Time interval  $T_C$ , for example, has a duration of about 30 ms for a 13-byte conversion, and a duration of about 90 ms for a 15-byte conversion. In any case, this duration is very small in comparison with the transient oscillation period  $T_E$  of the frequency-to-voltage converter 10 which, for example, is 2 s.

At certain time intervals, calibration voltage  $U_K$  is applied to the input of the voltage-to-frequency converter 10 instead of zero voltage  $U_0$  for a short calibration time interval  $T_K$ . Calibration time interval  $T_K$  preferably has the same duration as time interval  $T_C$  and in any case is very short in comparison with the transient oscillation period  $T_E$  of the frequency-to-voltage converter 10. Evaluation and control circuit stores the value of calibration voltage  $U_K$  measured in the calibration time interval  $T_K$  and compares the

latter to one or more of the previously measured and stored values of this voltage. If a certain number of sequentially measured digital values of the calibration voltage  $U_K$  deviate by less than the smallest byte of the employed resolution, the calibration voltage  $U_K$  is assumed to have attained its final value for the applied calibration frequency  $F_K$ . In this case, the frequency value  $f_K$  outputted by the voltage-to-frequency converter 1 for said voltage value is stored in the evaluation and control circuit 3 and the next calibration frequency  $F_K$  is applied to the input of the frequency-to-voltage converter 10. The complete calibration cycle therefore runs in time as illustrated in diagram *B* of Fig. 4, the time scale of diagram *B* being substantially smaller than the time scale of diagram *A*. Each calibration frequency  $F_{K1} - F_{K5}$  is applied to the frequency-to-voltage converter 10 for the duration of the transient oscillation period of about 2 s. Therefore, the cycle duration  $T_Z$  of the complete calibration cycle is about 10 s for five calibration frequencies.

## CLAIMS

1. A digital voltage measurement arrangement including a voltage-to-frequency converter to which the voltage to be measured is applied and which provides an output signal whose frequency in the measurement range to be detected according to the voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter depends on the applied voltage, and including an evaluation and control circuit to receive the output signal of the voltage-to-frequency converter and determine from the frequency of said output signal the value of the voltage to be measured and convert into a digital signal **characterized in that** a frequency-to-voltage converter (10) is provided to which different calibration frequencies ( $F_K$ ) distributed over the measurement range are applied successively by the evaluation and control circuit (3) for one time interval each, which is at least equal to the transient oscillation period ( $T_E$ ) of the frequency-to-voltage converter (10), in that a change-over arrangement (2) which after the end of the transient oscillation period ( $T_E$ ), on the output of the frequency-to-voltage converter (10), applies to the input of the voltage-to-frequency converter (1), calibration voltage ( $U_K$ ) received for each calibration frequency ( $F_K$ ) for a calibration time interval ( $T_K$ ) which is short in comparison with the transient oscillation time ( $U_K$ ), and in that the frequency ( $f_K$ ) of the output signal of the voltage-to-frequency converter (1) obtained during the calibration time interval ( $T_K$ ) is used in the evaluation and control circuit (3) for calibration of the voltage frequency characteristic of the voltage-to-frequency converter (1).
2. The arrangement according to claim 1, characterized in that the change-over arrangement (2) repeatedly applies to the input of the voltage-to-frequency converter (1) the output voltage of the frequency-to-voltage converter (10) during the transient oscillation period ( $T_E$ ) for time intervals ( $T_K$ ) short in comparison with the transient oscillation period ( $T_E$ ), in that the evaluation and control circuit (3) stores the voltage values measured during said time intervals ( $T_K$ ) and compares to formerly stored voltage values, and in that the evaluation and control circuit (3) accepts the last measured voltage value to be the final value of the calibration voltage ( $U_K$ ) when the deviations between a predetermined number of sequentially measured voltage values are below a predetermined limiting value.
3. The arrangement according to claim 1 or 2, characterized in that the voltage-to-frequency converter (1) is a voltage controlled oscillator.

4. The arrangement according to one of claims 1 to 3 characterized in that the frequency-to-voltage converter (10) contains a monostable circuit (11) which is periodically triggered by the signal with the calibration frequency ( $F_K$ ) outputted by the evaluation and control circuit (3) and the hold time ( $T_H$ ) of which is smaller than the period duration of the signal with the highest calibration frequency ( $F_K$ ), and in that the frequency-to-voltage converter (10) contains a change-over arrangement (12, 13) which is controlled by the output signals of the monostable circuit (11) to alternately apply two different DC voltage values ( $0$ ,  $U_{ref}$ ) to the input of a lowpass filter (15) for the duration of the one and the other state, respectively, of the monostable circuit (11).

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☒ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☐ **FADED TEXT OR DRAWING**

☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**